



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **10336083 A**(43) Date of publication of application: **18 . 12 . 98**

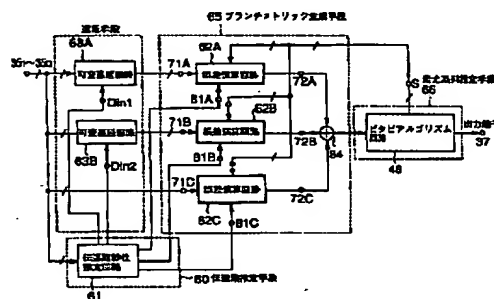
(51) Int. Cl.

H04B 7/005**H01Q 3/26****H03M 13/12****H04B 1/10****H04L 27/01**(21) Application number: **09145148**(71) Applicant: **N T T IDO TSUSHINMO KK**(22) Date of filing: **03 . 06 . 97**(72) Inventor: **FUKAWA KAZUHIKO****(54) ADAPTIVE ARRAY RECEIVER****(57) Abstract:**

PROBLEM TO BE SOLVED: To allow the receiver to receive all delayed wave components even in the case of high speed transmission and to reduce an arithmetic amount of the Viterbi algorithm.

SOLUTION: A base band signal in a received wave from Q sets of antennas is fed respectively to error arithmetic circuits 62A, 62B, 62C through delay circuits 63A, 63B or directly and power distribution of a transmission line impulse response is estimated based on the received base band signal (61). The delay of the delay circuits 63A, 63B is controlled based on the estimate to obtain the signal groups with a different delay time, the circuits 62A, 62B, 62C calculate convolution between the delayed reception base band signal and the weight coefficient and obtain a difference between them and their replica signals to obtain an error signal for each delay time, the square of the error signals is added (64), the result is fed to a Viterbi algorithm circuit 48 as a branch metric and a desired wave discrimination signal and a symbol object are outputted by estimate of a maximum likelihood series.

COPYRIGHT: (C)1998,JPO



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-336083

(43) 公開日 平成10年(1998)12月18日

(51) Int.Cl.⁸

識別記号

F I

H 0 4 B 7/005

H 0 4 B 7/005

H 0 1 Q 3/26

H 0 1 Q 3/26

Z

H 0 3 M 13/12

H 0 3 M 13/12

H 0 4 B 1/10

H 0 4 B 1/10

L

H 0 4 L 27/01

H 0 4 L 27/00

K

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 12 頁)

(21) 出願番号

特願平9-145148

(22) 出願日

平成9年(1997)6月3日

(71) 出願人 392026693

エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社
東京都港区虎ノ門二丁目10番1号

(72) 発明者 府川 和彦

東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ・
ティ・ティ移動通信網株式会社内

(74) 代理人 弁理士 草野 卓 (外1名)

(54) 【発明の名称】 アダプティブアレイ受信機

(57) 【要約】

【課題】 高速伝送の場合も全遅延波成分を取り込み、かつビタビアルゴリズムの演算量を削減する。

【解決手段】 Q個のアンテナよりの受信波のベースバンド信号を、遅延回路63A、63Bを通じ、又は直接、誤差演算回路62A、62B、62Cへそれぞれ供給し、受信ベースバンド信号を基に伝送路インパルスレスポンスの電力分布を推定し(61)、これに基づき遅延回路63A、63Bの遅延量を制御して、遅延時間の異なる3つの信号群とし、回路62A、62B、62Cでそれぞれ各遅延した受信ベースバンド信号と重み付け係数との畳み込み演算して、それらとそのレプリカ信号との差分を求め、遅延時間ごとの誤差信号を得、これら誤差信号の2乗を加算し(64)、ブランチメトリックとしてビタビアルゴリズム回路48へ供給して最尤系列推定により、希望波判定信号と、シンボル候補を出力する。

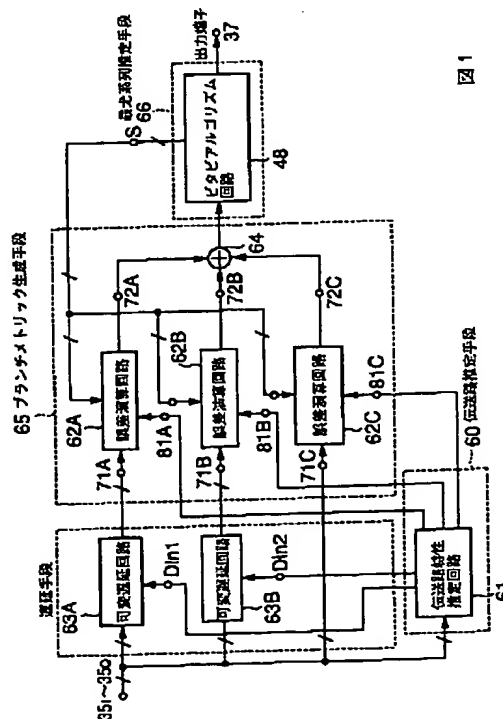


図 1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 複数のアンテナからの受信信号をベースバンド帯に変換し受信ベースバンド信号群を出力する受信手段と、
前記受信ベースバンド信号群を基に伝送路インパルスレスポンスの電力分布を推定する伝送路推定手段と、
前記伝送路インパルスレスポンスの電力分布を基に前記受信ベースバンド信号群を遅延させ遅延時間の異なる複数の遅延受信ベースバンド信号群を出力する遅延手段と、
前記遅延受信ベースバンド信号群と前記伝送路インパルスレスポンスの電力分布と複素シンボル系列候補を入力として、前記遅延受信ベースバンド信号群の遅延時間に対応した複数の誤差信号を生成し、この誤差信号の2乗を足しあわせたものをブランチメトリックとして出力するブランチメトリック生成手段と、
前記ブランチメトリックを尤度情報として最尤系列推定により信号判定を行い、希望波の判定信号と前記複素シンボル系列候補を出力する最尤系列推定手段とから構成されることを特徴とするアダプティブアレイ受信機。
【請求項2】 複数のアンテナからの受信信号をベースバンド帯に変換し受信ベースバンド信号群を出力する受信手段と、
前記受信ベースバンド信号群を基に伝送路インパルスレスポンスの電力分布を推定する伝送路推定手段と、
前記受信ベースバンド信号群を遅延させ遅延時間の異なる複数の遅延受信ベースバンド信号群を出力する遅延手段と、
前記遅延受信ベースバンド信号群と前記伝送路インパルスレスポンスの電力分布と複素シンボル系列候補を入力として、前記遅延受信ベースバンド信号群の遅延時間に対応した複数の誤差信号を生成し、この誤差信号の2乗を足しあわせたものをブランチメトリックとして出力するブランチメトリック生成手段と、
前記ブランチメトリックを尤度情報として最尤系列推定により信号判定を行い、希望波の判定信号と前記複素シンボル系列候補を出力する最尤系列推定手段とから構成されることを特徴とするアダプティブアレイ受信機。
【請求項3】 請求項1又は2記載のアダプティブアレイ受信機において、
前記ブランチメトリック生成手段は、
遅延時間の異なる前記遅延受信ベースバンド信号群ごとに、前記遅延受信ベースバンド信号群と前記伝送路インパルスレスポンスの電力分布と前記複素シンボル系列候補を入力として、誤差信号の2乗を生成する誤差演算手段と、
この誤差信号の2乗を足しあわせたものを前記ブランチメトリックとして出力する加算手段から成り、
前記誤差演算手段は、
前記遅延受信ベースバンド信号群を入力として重み付け

係数との畳み込み演算を行い、その演算結果を出力する前段フィルタ手段と、

前記複素シンボル系列候補群を入力として、伝送路模擬フィルタ係数との畳み込み演算を行い、その演算結果をレプリカ信号として出力するレプリカ信号生成手段と、
前記前段フィルタ手段の出力と前記レプリカ信号との差分を誤差信号としてその2乗を出力する誤差演算手段と、

前記伝送路インパルスレスポンスの電力分布と前記遅延受信ベースバンド信号群と前記複素シンボル系列候補と前記誤差信号を入力として、前記伝送路模擬フィルタ係数の特定要素を前記伝送路インパルスレスポンスの電力分布を基に固定するという拘束条件下で、前記誤差信号の平均2乗が最小となるように、前記重み付け係数と前記伝送路模擬フィルタ係数を推定し出力するパラメータ推定手段とから構成されることを特徴とするアダプティブアレイ受信機。

【請求項4】 請求項1又は2記載のアダプティブアレイ受信機において、

前記伝送路推定手段は、前記受信ベースバンド信号群に含まれる1つの受信ベースバンド信号と、既知のトレーニング信号との相関を求め、その相関値の2乗を前記伝送路インパルスレスポンスの電力分布として出力することを特徴とするアダプティブアレイ受信機。

【請求項5】 請求項1又は2記載のアダプティブアレイ受信機において、

前記伝送路推定手段は、前記受信ベースバンド信号群に含まれる全ての受信ベースバンド信号と、既知のトレーニング信号との相関を求め、その2乗の算術平均を前記伝送路インパルスレスポンスの電力分布として出力することを特徴とするアダプティブアレイ受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 この発明は、デジタル無線通信において干渉波及び符号間干渉による劣化を抑圧するアダプティブアレイ受信機に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

従来の問題点

デジタル移動通信においては、周波数の有効利用を図るため周波数のゾーン繰返しを行っており、同一チャネル干渉対策が重要な課題の一つである。干渉キャンセラの一種であるアダプティブアレイはその有望な技術の一つであり、その動作を図6を用いて説明する。従来のアダプティブアレイは、アンテナの指向性を適応的に制御して、他局からの干渉波のみならず自局の信号である希望波の遅延波までも除去してしまった。つまり図6Aでは希望波の先行波10にアンテナ指向性の主ビーム11の方向が常に一致するように制御するが、干渉波の先行波12、希望波の第1遅延波13及び第2遅延波14

の到来角の方向に対し、指向特性の落ち込みと一致し、希望波の第1遅延波13と第2遅延波14の方向に対してもアンテナゲインを下げて受信波として取り込まないようにしている。希望波の信号電力を増大させる為には、図6Bに示すように、希望波の第1遅延波13と第2遅延波14の各到来方向にもアンテナ指向性特性のローブ16, 17が生じてアンテナゲインを下げないように制御することが望ましい。これは、アダプティブアレイと適応等化器の一種である最尤系列推定器とを組み合わせることによって可能となる。この組み合わせ構成を図7に示す。

【0003】アンテナ $21_1, 21_2, \dots, 21_Q$ は Q (Q は2以上の自然数)本あり、受信波を受信する。まず、アンテナ 21_1 から受信した受信波は、低雑音アンプ 22_1 で増幅された後にハイブリッド 23_1 で2分岐される。その1つの信号は、キャリア信号発生器 24 が出力するキャリア信号と乗算器 25_1 で乗算された後に低域通過フィルタ 26_1 へ入力される。このフィルタ 26_1 の出力は、 A/D 変換器 27_1 でサンプリング周期 T_s ごとにサンプリングされてデジタル信号に変換される。ハイブリッド 23_1 よりの他方の出力は移相器 28_1 で90度位相回転したキャリア信号と乗算器 29_1 で乗算され、低域通過フィルタ 31_1 へ入力された後に A/D 変換器 32_1 でサンプリングされ、デジタル信号に変換される。この操作は準同期検波であり、 A/D 変換器 27_1 及び 32_1 の出力は準同期検波信号の同相成分及び直交成分に相当し、2つを合わせて受信ベースバンド信号とする。以後、ベースバンド信号は全て同相成分を実部で、直交成分は虚部とする複素表示で表わすことにする。なお、低雑音アンプ 22_1 、ハイブリッド 23_1 、乗算器 25_1 及び 29_1 、移相器 28_1 、低域通過フィルタ 26_1 及び 31_1 、 A/D 変換器 27_1 及び 32_1 はベースバンド受信信号発生器 33_1 を構成する。他のアンテナから受信した受信波についても同様に、ベースバンド受信信号発生器に入力され受信ベースバンド信号が出力される。よって対応する部分に同一番号に添字だけを異ならせて示す。

【0004】ベースバンド受信信号は伝送路の同一チャネル干渉及び遅延波による符号間干渉を受けており、入力端子 $35_1 \sim 35_Q$ を通過してアダプティブアレイ等化信号処理部 36 へと入力される。アダプティブアレイ等化信号処理部 36 は同一チャネル干渉及び符号間干渉による伝送特性劣化を抑え、信号判定を行い希望波の判定信号を出力端子 37 から出力する。

【0005】このアダプティブアレイ等化信号処理部 36 の構成を図8に示す(府川 和彦, “アダプティブアレイと非線形干渉キャンセラとの縦続構成法とその特性”, B-5-204, 1997年電子情報通信学会総合大会)。各アンテナからの受信ベースバンド信号が入力端子 $35_1 \sim 35_Q$ を通過して入力する。この受信ベ-

ースバンド信号群は、それぞれ複素乗算器 $36_1 \sim 36_Q$ で重み付け係数が乗算された後、複素加算器 37 で合成されて合成信号として出力端子 38 から出力される。この過程は受信ベースバンド信号の線形合成であり、受信ベースバンド信号に含まれる干渉波成分が除去される。ここで、複素乗算器 $36_1 \sim 36_Q$ 及び複素加算器 37 はアダプティブアレイの機能を有し、前段フィルタ手段 39 に相当する。

【0006】出力端子 38 からの合成信号は希望波の遅延波による符号間干渉が残っており、符号間干渉による劣化を抑えるため、等化器の一種である最尤系列推定器 41 に入力される。まず、レプリカ信号生成手段に相当するレプリカ信号生成回路 42 は、複素シンボル系列候補を入力端子 43 から入力し、入力端子 44 から入力する伝送路模擬フィルタ係数との畳み込み演算を行い、その演算結果をレプリカ信号として出力端子 45 から出力する。誤差演算手段に相当する複素減算器 46 は、端子 38 よりの合成信号とレプリカ信号との差分を誤差信号として出力する。2乗演算回路 47 は、その誤差信号の絶対値2乗に負の定数を乗算した値を尤度情報、即ちブランチメトリックとしてビタビアルゴリズム回路 48 に入力する。ビタビアルゴリズム回路 48 は、上述の複素シンボル系列候補を出力し、ビタビアルゴリズムを用いて最尤系列推定による信号判定を行う。具体的には、複素シンボル系列候補ごとにブランチメトリックの累積値として対数尤度関数、即ちパスメトリックを計算し、パスメトリックを最大とする複素シンボル系列候補をビタビアルゴリズムにより求める。そして、選択された複素シンボル系列候補を希望波複素シンボルの判定信号として出力端子 37 へと出力する。

【0007】図8のレプリカ信号生成回路 42 はシンボル間隔形トランスバーサル・フィルタで実現できる。シンボル間隔形トランスバーサル・フィルタの構成は、遅延素子の遅延時間がシンボル周期 T であるトランスバーサル・フィルタであり、その構成を図9に示す。なお、ここで伝送路における遅延波の最大遅延時間は $2T$ とした。入力端子 43 から入力する複素シンボル系列候補とは2段の遅延素子 $50_1, 50_2$ に入力され、入力端子 44 から入力する伝送路模擬フィルタ係数は、タップに相当する複素乗算器 $51_1 \sim 51_3$ に設定され、複素シンボル系列候補と遅延素子 $50_1, 50_2$ の各出力と伝送路模擬フィルタ係数とがそれぞれ乗算された後に加算され、複素シンボル系列候補とフィルタ係数との畳み込み演算結果が複素加算器 52 から出力端子 45 へと出力される。

【0008】次に、図8のビタビアルゴリズム回路 48 が用いるビタビアルゴリズムについて、BPSK変調を例に説明する。まず、状態について説明する。希望波の複素シンボル $\{a(k+1)\}$ に対する複素シンボル候補を $\{a_m(k+1)\}$ とする。伝送路における遅延波

の最大遅延時間がNTのとき、 $\{a_m(q) \mid k-N+1 \leq q \leq k\}$ を状態と呼ぶ。この場合、状態数は 2^N となり、複素シンボル系列はこの状態の系列として記述することができる。図10に $N=2$ の状態遷移図、即ちトレリス図を示す。時点kにおけるs番目の状態を $\sigma_s(k)$ とする。ここでは、 $0 \leq s \leq 3$ であり、時点がkからk+1に進むとき状態が遷移する。状態遷移は、希望波の複素シンボル候補 $\{a_m(k+1)\}$ の値に依存するので、1つの状態から2通りの遷移が起きる。同

$$J_{k+1}[\sigma_s(k+1), \sigma_{s'}(k)] = J_k[\sigma_{s'}(k)] + BR[\sigma_s(k+1), \sigma_{s'}(k)] \quad (1)$$

で算出される。 $J_k[\sigma_{s'}(k)]$ は時点kにおけるバスメトリックであり、対数尤度関数に対応している。状態遷移 $\sigma_{s'}(k) \rightarrow \sigma_s(k+1)$ における複素シンボル系列候補は $\{a_m(k+1)\}$ で表される。ヒタビアルゴリズムではマージする2つの遷移に対応した $J_{k+1}[\sigma_s(k+1), \sigma_{s'}(k)]$ を比較して最大の遷移を選択し、その選択された遷移のメトリックを時点k+1におけるバスメトリック $J_{k+1}[\sigma_s(k+1)]$ にする。そして、選択された遷移にリンクする状態の時系列、パスのみが最尤系列候補として残される。以後この操作を繰り返すと、状態の数だけパスが生き残る。このパスは生き残りパスと呼ばれている。なお、メモリの制約上、状態の時系列は過去 $(D-N+1)T$ までしか記憶せず、過去 $(D-N+1)T$ の時点で生き残りパスがマージしないなら現時点で最大尤度となる、つまりバスメトリック最大のパスに基づいて信号判定を行なう。このとき判定される信号は、現時点からDT遅延したものであり、このDTを判定遅延時間という(G. Ungerboeck, "Adaptive maximum likelihood receiver for carrier-modulated data-transmission systems," IEEE Trans. Commun., vol.COM-22, pp.624-636, 1974)。ただし、 $D \geq N$ である。

【0010】次に、図8のパラメータ推定回路54の動作及び推定アルゴリズムについて説明する。パラメータ

$$y(i) = \sum_{q=1}^Q w_q * x_q(i) \quad (2)$$

となる。ここで、*は複素共役である。一方、レプリカ信号生成回路48の出力であるレプリカ信号 $y_e(i)$ は、時刻iTにおける希望波の複素シンボル候補を a_m

$$y_e(i) = \sum_{q=0}^N h(q) a_m(i-q) \quad (3)$$

となる。誤差信号 $e_m(i)$ は $y(i) - y_e(i)$ であるか

$$e_m(i) = \sum_{q=1}^Q w_q * x_q(i) - \sum_{q=0}^N h(q) a_m(i-q) \quad (4)$$

となる。この誤差信号 $e_m(i)$ を、 $(N+Q+1)$ 次元拡張受信信号ベクトル $\mathbf{X}_{\text{ext}}(i)$ と $(N+Q+1)$ 次

$$\mathbf{e}_m(i) = \mathbf{W}_{\text{ext}}^H \mathbf{X}_{\text{ext}}(i) \quad (5)$$

となる。ここで、 \mathbf{H} は複素共役転置であり、 $\mathbf{X}_{\text{ext}}^H(i)$

$$\mathbf{X}_{\text{ext}}^H(i) = [a_m^*(i) \cdots a_m^*(i-N) x_1^*(i) \cdots x_Q^*(i)] \quad (6)$$

$$\mathbf{W}_{\text{ext}}^H = [-h(0) \cdots -h(N) w_1^* \cdots w_Q^*] \quad (7)$$

図が示すように、1つの状態から2つの状態へと分岐し、また、2つの状態から1つの状態にマージする、遷移先でマージする2つの遷移から1つの遷移を選択するために $\sigma_{s'}(k)$ から $\sigma_s(k+1)$ への遷移に対応した遷移メトリック $J_{k+1}[\sigma_s(k+1), \sigma_{s'}(k)]$ を用いる。

【0009】状態 $\sigma_{s'}(k)$ から $\sigma_s(k+1)$ への遷移におけるメトリックは、遷移ごとのブランチメトリック $BR[\sigma_s(k+1), \sigma_{s'}(k)]$ を用いて

推定手段に相当するパラメータ推定回路54は、受信ベースバンド信号、複素シンボル候補と誤差信号を入力として、希望波の先行波に対応する伝送路模擬フィルタの係数を-1(定数)に固定するという拘束条件の下で、誤差信号の2乗平均が最小となるように、即ち最小2乗法に基づき重み付け係数及び伝送路模擬フィルタ係数を求め出力する。

【0011】上記の拘束条件がないと、最小2乗推定では重み付け係数及び伝送路模擬フィルタ係数は全て0になってしまい、誤り率特性が大幅に劣化する。拘束条件はこの事態を防ぐために必要となっている。拘束条件下での最小2乗法は、アダプティブアレイの拘束条件付き出力電力最小化アルゴリズムとして、R. T. Jr. Compton著“Adaptive antennas”(Prentice Hall 出版1988年)の第6章に記載されているが、希望波の先行波の複素シンボル候補を基準信号と見なせば、通常の最小2乗法のアルゴリズムが適用できる。

【0012】以下では数式を用いてこのことを説明する。以下では、サンプリング周期 T_s はシンボル周期 T に等しいとし、第 q ($1 \leq q \leq Q$)アンテナの時刻iTにおける受信ベースバンド信号を $x_q(i)$ 、重み付け係数を $\{w_q\}$ とすると、図8の前段フィルタ手段の出力信号である合成信号 $y(i)$ は

(i)、伝送路模擬フィルタ係数を $\{h(q)\}$ とすると、

元拡張重み付け係数ベクトル \mathbf{W}_{ext} で表すと

と定める。先行波の伝送路模擬フィルタの係数を-1と

$$\mathbf{W}_{\text{ext}}^H \mathbf{T}_{\text{ext}} = 1 \text{ (const.)}$$

と表すことができる。ただし、 \mathbf{T}_{ext} は $(N+Q+1)$ 次元ベクトルであり、 $\mathbf{T}_{\text{ext}}^H = [1 \ 0 \ \dots \ 0]$

である。

【0013】式(8)の拘束条件で式(5)で表される誤差信号 $e_m(i)$ の平均2乗を最小にするアルゴリズムは、拘束条件付き出力電力最小化アルゴリズムとして知

$$e_m(i) = a_m(i) - \mathbf{W}^H \mathbf{X}(i) \quad (10)$$

ここで、 $\mathbf{X}(i)$ は $(N+Q)$ 次元受信信号ベクトル、

$$\mathbf{X}^H(i) = [a_m^*(i-1) \ \dots \ a_m^*(i-N) \ x_1^*(i) \ \dots \ x_Q^*(i)] \quad (11)$$

$$\mathbf{W}^H = [h(1) \ \dots \ h(N) \ -w_1^* \ \dots \ -w_Q^*] \quad (12)$$

と定める。式(10)は最小2乗法における誤差信号の標準形であり、希望波の先行波の複素シンボル候補 $a_m(i)$ を基準信号とし \mathbf{W}_{ext} の代りに \mathbf{W} を推定するならば、通常の最小2乗法のアルゴリズムが適用できる。

【0014】さて、図8の前段フィルタ手段39は、複素乗算器36₁～36_Qを分数間隔形トランスバースアルフィルタに置き換える構成が可能である。この構成を図11に示す。重み付け係数は各分数間隔形トランスバースアルフィルタ57₁～57_Qのタップ係数として設定され、各アンテナからの受信ベースバンド信号は重み付け係数との畳み込み演算が行われ、合成信号 $y(i)$ は分数間隔形トランスバースアルフィルタ57₁～57_Qの出力信号の和として出力端子38から出力される。分数間隔形トランスバースアル・フィルタの構成は、図12に示すように遅延素子の遅延時間がシンボル周期未満、例えば $T/2$ であるトランスバースアル・フィルタである。前段フィルタ手段38を上記のような構成にすれば、サンプリングクロックのタイミングオフセットによる劣化を抑えることができる。

【0015】最後に、伝送速度と遅延波の遅延時間の関係について述べる。まず、希望波の各パスの遅延時間とその平均電力の具体例を図13(a)に示す。ここでは、先行波と第1遅延波との遅延時間差が1T、先行波と第2遅延波との遅延時間差が2Tであり、最大遅延時間は2Tである。次に、伝送速度を2倍にした場合を図13(b)に示す。伝送路の絶対的遅延時間は変わらずシンボル周期Tが1/2になるから、先行波と第1遅延波との遅延時間差が2T、先行波と第2遅延波との遅延時間差が4Tとなり、最大遅延時間は4Tとなる。

【0016】

【発明が解決しようとする課題】ビタビアルゴリズムは状態数に比例して演算量が増大し、その状態数は前に述べたようにシンボル周期で規格化した最大遅延時間で指数関数的に増大するので、伝送速度が非常に速くなると演算量が膨大なものとなり、ハードウェア化が非常に困難になる。

【0017】以上説明したように、従来のアダプティブ

する拘束条件は $h(0) = -1$ であり、

(8)

1) 次元拡張ステアリング・ベクトルであり、

(9)

られているが、式(5)に $h(0) = -1$ を代入して以下のように変形すると通常の最小2乗法のアルゴリズムが適用できる。

\mathbf{W} は $(N+Q)$ 次元重み付け係数ベクトルであり、

アレイと最尤系列推定器の縦続構成では、高速伝送に適用しようとする、ビタビアルゴリズムの演算量が膨大となりハードウェア化が困難になるという欠点があった。この発明の目的は、高速伝送の場合でも演算量が膨大とならず、かつ伝送特性が維持できるアダプティブアレイと最尤系列推定器を縦続構成したアダプティブアレイの受信機を提供することにある。

【0018】

【課題を解決するための手段】この発明におけるアダプティブアレイ受信機は、(1)複数のアンテナからの受信信号をベースバンド帯に変換して出力する受信手段、(2)受信ベースバンド信号群から伝送路インパルスレスポンスの電力分布を推定する伝送路推定手段、(3)受信ベースバンド信号群を遅延させ遅延時間の異なる複数の遅延受信ベースバンド信号群を出力する遅延手段、(4)遅延受信ベースバンド信号群と伝送路インパルスレスポンスの電力分布と複素シンボル系列候補を入力として、遅延受信ベースバンド信号群の遅延時間に対応した複数の誤差信号を生成し、この誤差信号の2乗を足しあわせたものをブランチメトリックとして出力するブランチメトリック生成手段、(5)ブランチメトリックを尤度情報として最尤系列推定により信号判定を行い、希望波の判定信号と複素シンボル系列候補を出力する最尤系列推定手段とから成る。

【0019】遅延手段は、(1)伝送路インパルスレスポンスの電力分布を基に遅延時間を設定するものと、

(2)予め遅延時間を固定するものの2種類の構成がある。ブランチメトリック生成手段は、遅延時間の異なる遅延受信ベースバンド信号群ごとに誤差信号の2乗を生成する誤差演算手段を備え、この誤差信号の2乗を足しあわせたものをブランチメトリックとして出力する加算手段から成り、この誤差演算手段は、(1)遅延受信ベースバンド信号群を入力として重み付け係数との畳み込み演算を行い、その演算結果を出力する前段フィルタ手段、(2)複素シンボル系列候補群を入力として、伝送路模擬フィルタ係数との畳み込み演算を行い、その演算結果をレプリカ信号として出力するレプリカ信号生成手

段、(3)前段フィルタ手段の出力とレプリカ信号との差分を誤差信号として出力する誤差演算手段、(4)伝送路インパルスレスポンスの電力分布、遅延受信ベースバンド信号群、複素シンボル系列候補及び誤差信号を入力として、伝送路模擬フィルタ係数の特定要素を伝送路インパルスレスポンスの電力を基に固定するという拘束条件下で、誤差信号の平均2乗が最小となるように、重み付け係数と伝送路模擬フィルタ係数を推定し出力するパラメータ推定手段に展開できる。

【0020】伝送路推定手段は、(1)受信ベースバンド信号群に含まれる1つの受信ベースバンド信号と、既知のトレーニング信号との相関を求め、その相関値の2乗を伝送路インパルスレスポンスの電力分布として出力するものと、(2)受信ベースバンド信号群に含まれる全ての受信ベースバンド信号と、既知のトレーニング信号との相関を求め、その2乗の算術平均を伝送路インパルスレスポンスの電力分布として出力するものの2種類がある。

作用

この発明における基本的な作用は次のようなものである。(1)受信手段は、複数のアンテナからの受信信号をベースバンド帯に変換し出力する。(2)伝送路推定手段は、受信ベースバンド信号群から伝送路インパルスレスポンスの電力分布を推定する。(3)遅延手段は、受信ベースバンド信号群を遅延させ遅延時間の異なる複数の遅延受信ベースバンド信号群を出力する。(4)ブランチメトリック生成手段は、遅延受信ベースバンド信号群と伝送路インパルスレスポンスの電力分布と複素シンボル系列候補を入力として、遅延受信ベースバンド信号群の遅延時間に対応した複数の誤差信号を生成し、この誤差信号の2乗を足しあわせたものを尤度情報として出力する。(5)最尤系列推定手段は、尤度情報から最尤系列推定により信号判定を行う。

【0021】遅延手段は、伝送路インパルスレスポンスの電力分布を基に遅延時間を設定することも、予め遅延時間を固定することも可能である。従来技術とは、遅延受信ベースバンド信号群、伝送路インパルスレスポンスの電力分布、複素シンボル系列候補を入力として、遅延受信ベースバンド信号群の遅延時間に対応した複数の誤差信号を生成し、この誤差信号の2乗を足しあわせたものをブランチメトリックとする点が異なる。

【0022】

【発明の実施の形態】

実施例1

この発明の実施例1の構成を図1に示す(請求項1)。端子35₁～35_qから受信ベースバンド信号群が入力する。伝送路推定手段60に相当する伝送路特性推定回路61は、この受信ベースバンド信号群を基に伝送路インパルスレスポンスの電力分布を推定する。伝送路インパルスレスポンスの電力分布の具体例を図2に示す。こ

こで、到来角と遅延時間の異なる9つの遅延波成分が到来するものとした。最大遅延時間が8Tであるので、BPSK変調の場合、従来のアダプティブアレイと最尤系列推定器との縦続構成では、ビタビアルゴリズムの状態数が $2^8 = 256$ となり演算量が膨大になる。そこで図1の構成では、図2に示すように、遅延波成分を遅延時間差が2Tとなるよう3つのグループ1A、1B、1Cに分け、誤差演算回路62A、62B、62Cではアンテナ指向性を適応的に制御してそれぞれグループ1A、1B、1Cの遅延波成分のみを取り込むようにする。現時点をiTとするなら、グループ1Aは時刻i、i-1、i-2の複素シンボルを含み、グループ1Bは時刻i-3、i-4、i-5の複素シンボル、グループ1Cは時刻i-6、i-7、i-8の複素シンボルを含む。しかし、可変遅延回路63Aで受信ベースバンド信号群を6T遅延させれば、誤差演算回路62Aで抽出するグループ1Aの遅延波成分は時刻i-6、i-7、i-8の複素シンボルのみを含むことになる。同様に、可変遅延回路63Bで受信ベースバンド信号群を3T遅延させれば、誤差演算回路62Bで抽出するグループ1Bの遅延波成分は時刻i-6、i-7、i-8の複素シンボルのみを含むことになる。誤差演算回路62Cには可変遅延回路を通すことなく受信ベースバンド信号群を供給すれば、誤差演算回路62Cで抽出するグループ1Cの成分は時刻i-6、i-7、i-8の複素シンボルのみを含むことになる。このように、可変遅延回路63A及び63Bの遅延時間を調整すれば、誤差演算回路62A～62Cで抽出する遅延波成分は全て、同じ時刻i-6、i-7、i-8の複素シンボルのみを含むことになる。そして、各誤差演算回路62A～62Cにおける各グループ内における最大遅延は2Tであるから、実質最大遅延時間を2Tとすることができ、ビタビアルゴリズムの状態数を $2^2 = 4$ と減らすことができるので、大幅に演算量を削減できる。ここで、可変遅延回路63A及び63Bは遅延手段に相当し、伝送路インパルスレスポンスの電力分布を基に遅延時間を設定し、遅延時間の異なる3つの受信ベースバンド信号群を出力している。

【0023】誤差演算回路62A、62B、62Cはそれぞれ、可変遅延回路63Aで遅延した受信ベースバンド信号群、可変遅延回路63Bで遅延した受信ベースバンド信号群、遅延していない受信ベースバンド信号群を入力とし、さらに伝送路インパルスレスポンスの電力分布と、ビタビアルゴリズム回路が出力する複素シンボル系列候補を入力とする。そして、それぞれ誤差信号を生成し、この誤差信号の2乗に負の定数を乗算した値を出力する。複素加算器64はこれらの値を足しあわせ、複素シンボル系列候補に対応するブランチメトリックとして出力する。ここで、誤差演算回路62A～62Cと複素加算器64はブランチメトリック生成手段65に相当する。最尤系列推定手段66に相当するビタビアルゴリ

ズム回路48は、ブランチメトリックを尤度情報として最尤系列推定により信号判定を行い、複素シンボル系列候補を出力し、出力端子37から希望波の判定信号を出力する。

【0024】このようにこの実施例では、遅延波成分を全て取り込み、かつビタビアルゴリズムの状態数を減らして大幅に演算量を削減できる。次に、図1中の誤差演算回路62の構成を図3に示す(請求項3)。遅延受信ベースバンド信号群が入力端子71を通して入力する。この遅延受信ベースバンド信号群は、図8の中で示した構成の前段フィルタ手段39において、それぞれ複素乗算器36₁～36_qで重み付け係数を乗算された後、複素加算器37で合成されて合成信号として出力端子38から出力される。この過程は遅延受信ベースバンド信号の線形合成であり、遅延受信ベースバンド信号に含まれる干渉波成分が除去される。なお、図11で示した構成の前段フィルタ手段39を用いることも可能である。レプリカ信号生成手段に相当するレプリカ信号生成回路42は、複素シンボル系列候補を入力端子43から入力し、入力端子44から入力する伝送路模擬フィルタ係数との畳み込み演算を行い、その演算結果をレプリカ信号として出力端子45から出力する。誤差演算手段に相当する複素減算器46は、合成信号とレプリカ信号との差分を誤差信号として出力する。2乗演算回路47は、誤差信号の絶対値2乗に負の定数を乗算した値を尤度情報、即ちブランチメトリックとして出力端子72から出力する。パラメータ推定手段に相当するパラメータ推定回路54は、遅延受信ベースバンド信号群、複素シンボル候補、誤差信号と伝送路インパルスレスポンスの電力分布を入力として、希望波の先行波に対応する伝送路模擬フィルタの係数を定数に固定するという拘束条件の下で、誤差信号の2乗平均が最小となるように、重み付け係数及び伝送路模擬フィルタ係数を求め出力する。

【0025】上記の拘束条件で用いる定数について、図2の伝送路インパルスレスポンスの電力分布を例に説明する。誤差演算回路62Aの場合は、従来と同様-1に設定する。誤差演算回路62Bの場合は、グループ1Bの遅延成分を抽出するので、 $-\sqrt{P_3/P_0}$ に設定する。同様に、誤差演算回路62Cの場合は、グループ1Cの遅延成分を抽出するので、 $-\sqrt{P_6/P_0}$ に設定する。このように設定すれば、誤差演算回路62A～62C間で、誤差信号に含まれる雑音信号の平均電力を均等にすることができ、電力の大きい遅延波ほど誤差信号への寄与を大きくすることができる。

【0026】次に、図1中の伝送路特性推定回路61の構成を図4Aに示す(請求項4)。ここでは、ベースバンド受信信号群に含まれる1つのベースバンド受信信号として、アンテナ11₁からのものを選ぶ。まず、シンボル間隔形トランスパサルフィルタ75にアンテナ11₁からのベースバンド受信信号が入力し、トレーニン

グ信号メモリ76から出力されるトレーニング信号との畳み込み演算が行われ、その演算結果がベースバンド受信信号とトレーニング信号との相関波形として出力される。トレーニング信号として自己相関の強い信号が選ばれているなら、上記の相関波形は伝送路インパルスレスポンスとほぼ等しくなる。伝送路インパルスレスポンスの電力分布を求めるために、2乗演算回路77は相関波形の絶対値2乗を計算し出力する。ここで、シンボル間隔形トランスパサルフィルタ75と2乗演算回路77はトレーニング信号相関器78を構成する。トレーニング信号相関器78の出力は伝送路インパルスレスポンスの電力分布の時系列波形であり、制御回路79はこの時系列波形を基に、可変遅延回路63A及び63Bの遅延時間を制御信号Din1及びDin2でそれぞれ制御し、図1中の誤差演算回路62A～62Cが取り込む遅延波成分にオーバーラップが無く、電力が無視できない遅延波成分を全て取り込むようにする。但し、各誤差演算回路が取り込む遅延波の最大遅延時間差が予め定めた値を越えないという条件の下である。また、誤差演算回路62A～62Cのパラメータ推定で用いる拘束条件の定数、誤差演算回路62Aの場合は-1、誤差演算回路62Bの場合は $-\sqrt{P_3/P_0}$ 、誤差演算回路62Cの場合は $-\sqrt{P_6/P_0}$ を端子81A～81Cをそれぞれ通して出力する。

【0027】最後に、図1中の伝送路特性推定回路61の他の構成を図4Bに示す(請求項5)。図4Bでは伝送路インパルスレスポンスの電力分布を求めるのに、各アンテナ11₁～11_qよりのベースバンド受信信号群に含まれる全てのベースバンド受信信号とメモリ76よりのトレーニング信号との各相関波形の絶対値2乗をトレーニング信号相関器78₁～78_qでそれぞれ求め、その値を平均化回路83で算術平均する。このような構成にすると、伝送路インパルスレスポンスの電力分布における推定精度を上げることができる。

実施例2

この発明の他の実施例の構成を図5に示す(請求項2)。この構成は、実施例1における遅延手段の可変遅延回路63A、63Bを固定の遅延回路85A、85Bに置き換えたもので、遅延回路85A及び85Bの遅延時間は予め定めた値に設定する。例えば、ビタビアルゴリズムの状態数を規定する最大遅延時間をMTとすると、遅延回路に設定する遅延時間は(M+1)Tの整数倍に設定する。例えば、図1に示した実施例1のようにM=2とすると、遅延回路85A及び85Bの遅延時間はそれぞれ6T、3Tとなる。この構成は遅延波間の遅延時間差が小さいときに適しており、遅延時間差が大きい場合は実施例1の構成が適している。

【0028】図2において、有意な遅延波、つまり雑音レベルより十分大きな電力の遅延波が、例えば5Tまでであれば図1中の可変遅延回路63Aの遅延時間を3T

とし、誤差演算回路62Aと62Cの各出力のみを利用するようにすればよい。一般に、ビタビアルゴリズム回路48で必要とする状態数を規定する最大遅延時間 $M \cdot T$ 、実施例では $M=2$ を決定し、伝送路での最大遅延時間 $M_{MAX} \cdot T$ が予測されるから $(M_{MAX} + 1) \cdot T / (M + 1) \cdot T$ の値(小数は桁上する)の数だけ誤差演算回路62A, 62B, ...を設け、これより1つ少なく可変遅延回路63A, 63B, ...を設ける。それらの遅延量は $(M + 1) \cdot T$, $2(M + 1) \cdot T$, ...と決定する。トレーニング信号相関器28の出力から伝送路インパルスレスポンスの電力分布の時系列波形における、十分大きな遅延波は全て取込むように、使用する誤差演算回路62A, 62B, ...を決める。

【0029】なお、図1に示した構成で図2中で遅延時間 $9T$, $10T$, $11T$ の遅延波のレベルも十分大きな場合は、これらをも取り込むために可変遅延回路から63A, 63Bの遅延時間を、それぞれ $4T$, $8T$ とし、ビタビアルゴリズム回路48の状態は遅延時間差 $3T$ を基に決めるように、つまり状態を決める系列長を変更して利用可能な遅延波をすべて利用することも可能である。

【0030】

【発明の効果】以上説明したように、この発明によれば到来角の異なる遅延波成分を遅延時間を基準にして複数グループに分け、同一グループに属する遅延波の最大遅延時間差を小さくし、個々に同一グループに属する遅延波のみを抽出するようにアンテナゲインを制御することにより、高速伝送の場合でも、遅延波成分を全て取り込み、かつビタビアルゴリズムの状態数を減らして大幅に演算量を削減できるアダプティブアレイと最尤系列推定器の縦続構成を実現できる。

【図2】

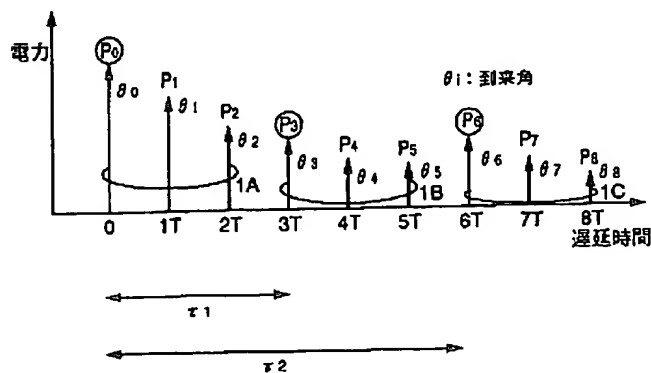


図 2

【0031】同一チャネル干渉が無視できず、高速伝送を行う無線システムに利用すると効果的である。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の実施例1の機能的構成を示すブロック図。

【図2】伝送路インパルスレスポンスの電力分布の例2を示す図。

【図3】図1中の誤差演算回路62の機能的構成を示すブロック図。

【図4】図1中の伝送路特性推定回路61の機能的構成例を示すブロック図。

【図5】この発明の実施例2の機能的構成を示すブロック図。

【図6】Aは従来のアダプティブアレイにおけるアンテナ指向特性と希望波、遅延波、干渉波の関係例を示す図、Bは従来のアダプティブアレイと最尤系列推定器との縦続構成におけるアンテナ指向特性と希望波、遅延波、干渉波の関係例を示す図である。

【図7】従来のアダプティブアレイと最尤系列推定器との縦続構成の機能的構成を示すブロック図。

【図8】図7中のアダプティブアレイ等化信号処理部36の機能的構成を示すブロック図。

【図9】図8中のレプリカ信号生成回路42の機能的構成を示すブロック図。

【図10】ビタビアルゴリズムのトレリス遷移図。

【図11】図8中の前段フィルタ39の他の構成例を示す図。

【図12】図11の分数間隔形トランスバーサルフィルタ57の機能的構成を示すブロック図。

【図13】伝送路インパルスレスポンスの電力分布の例を示す図。

【図3】

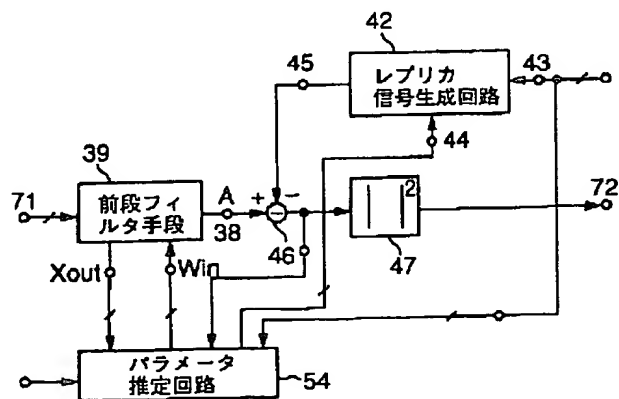


図 3

【図1】

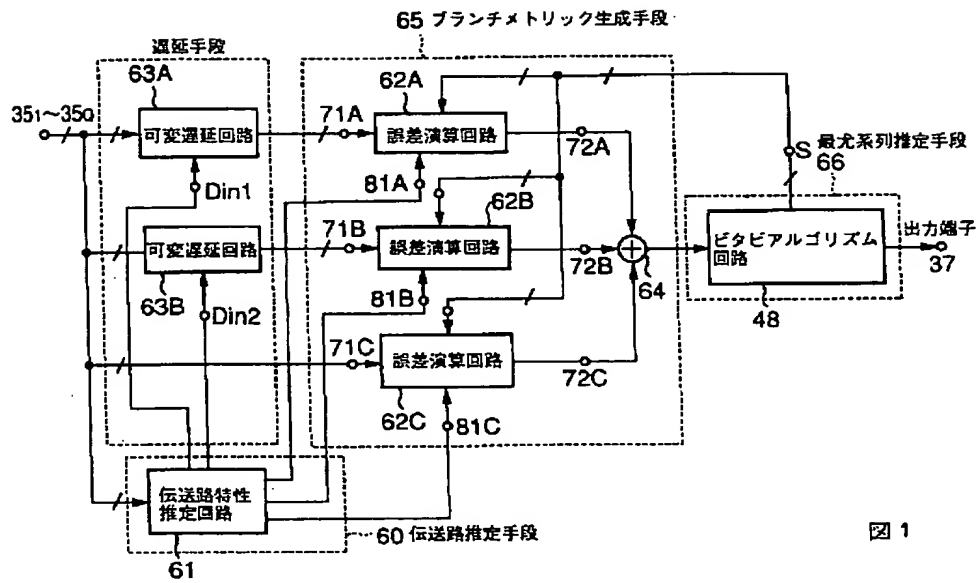


図 1

【図4】

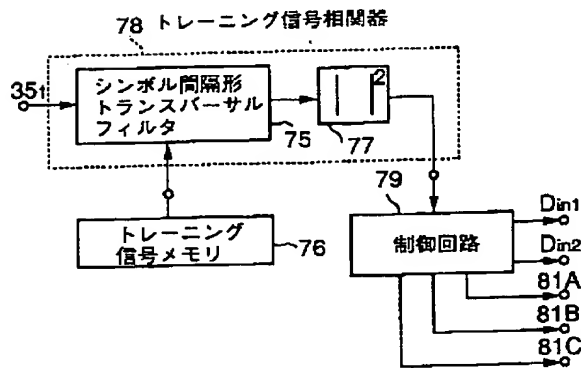


図4A

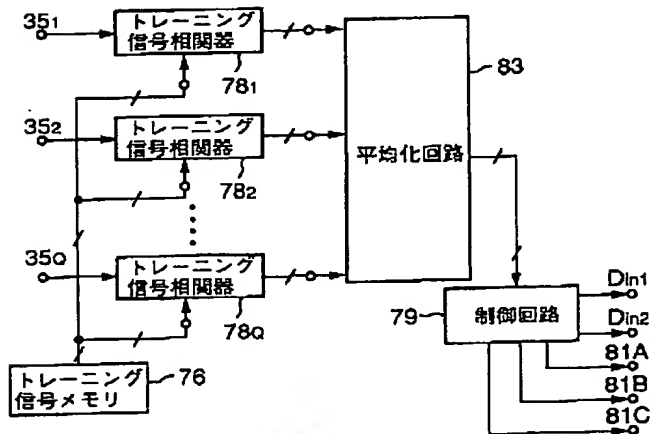


図4B

【図6】

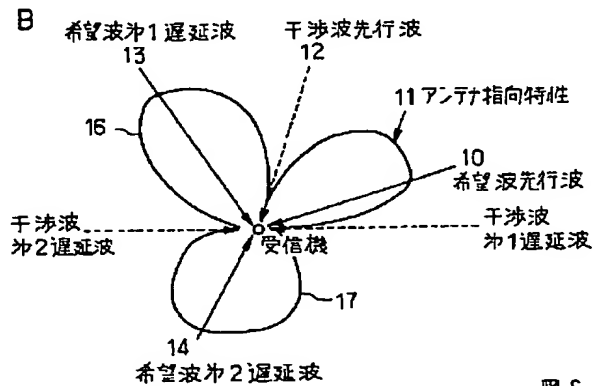
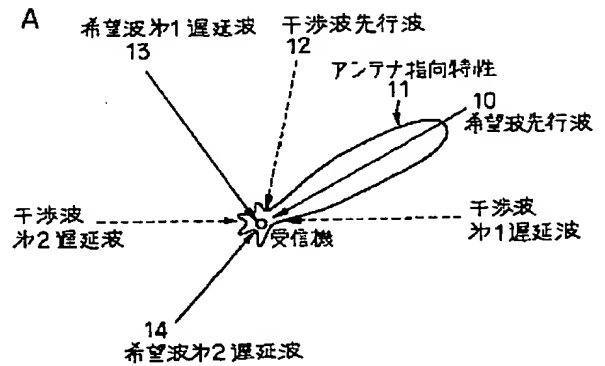


図 6

【図5】

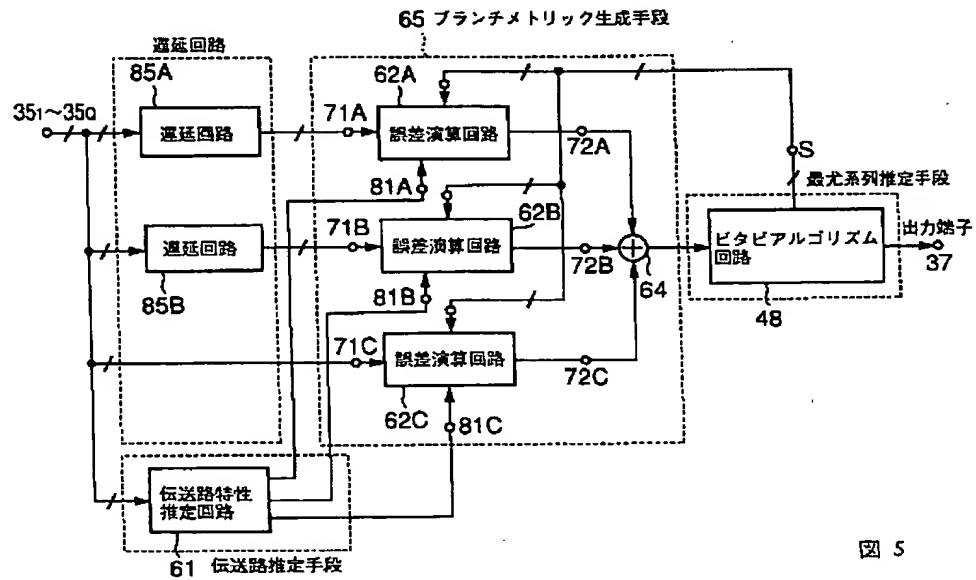


図 5

【図7】

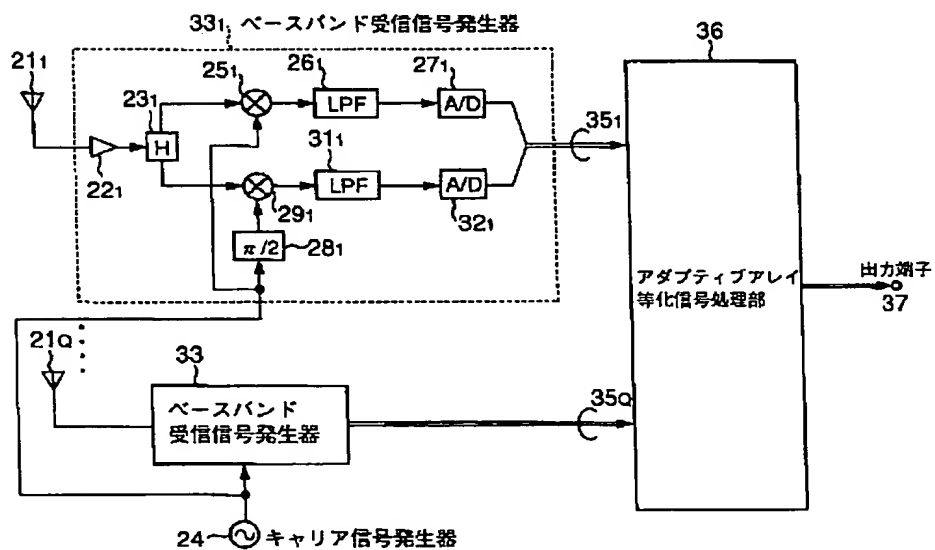


図 7

【図8】

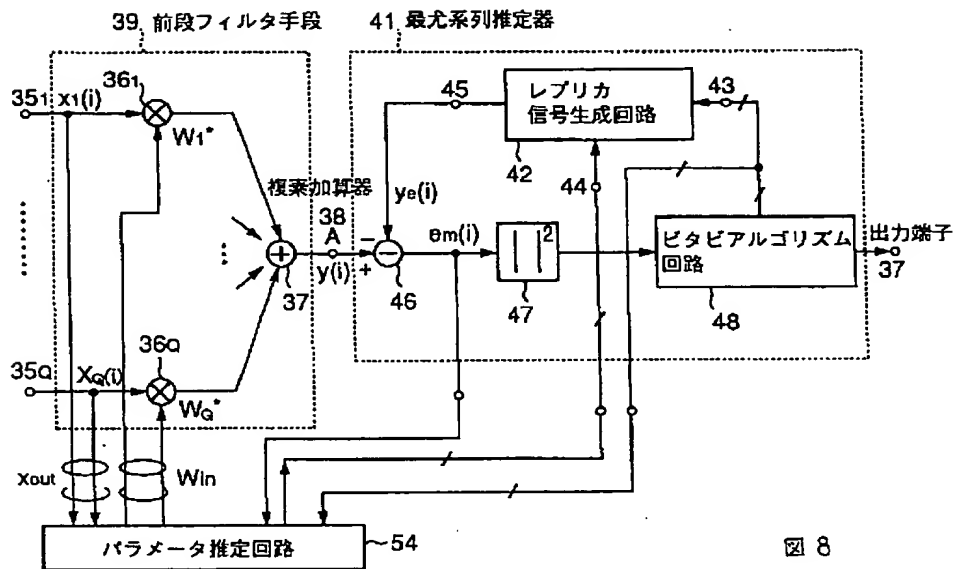


図 8

【図9】

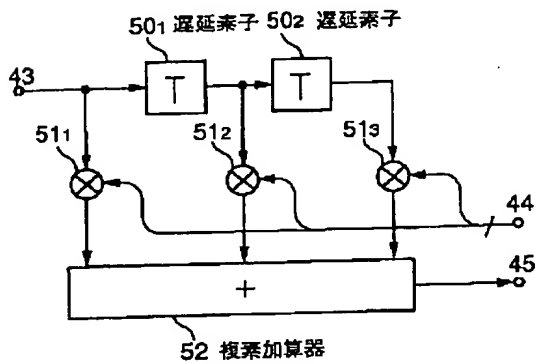


図 9

【図10】

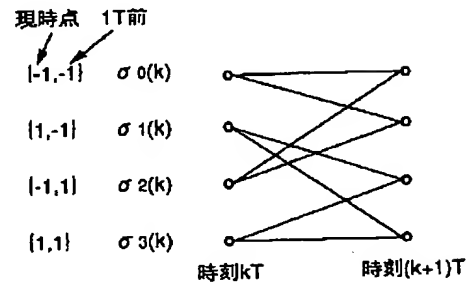


図10

【図11】

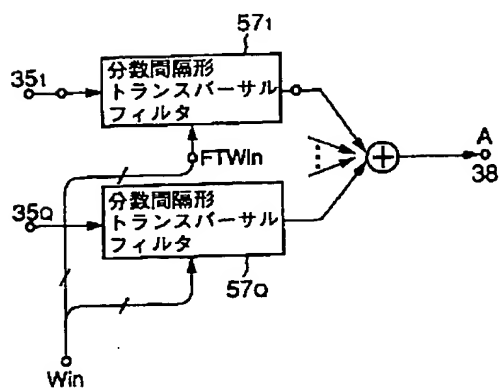


図11

【図12】

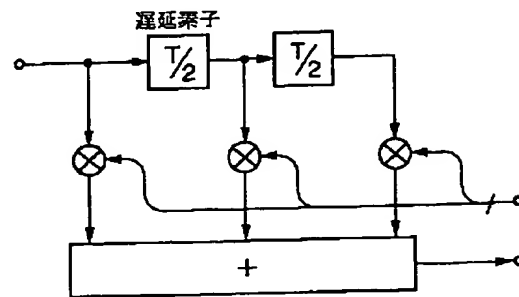
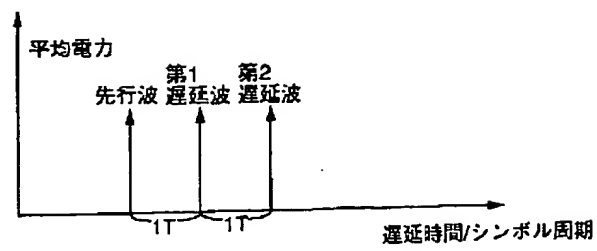
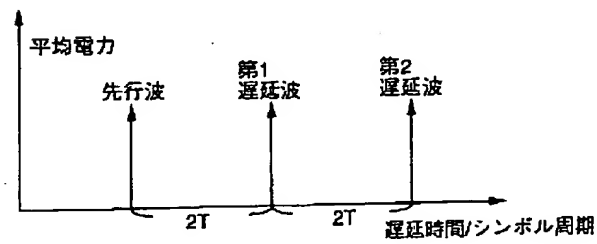


図12

【図13】



(A)



(B)

図13